



PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11) Publication number: **2003344817 A**

(43) Date of publication of application: 03.12.03

(51) Int. Cl. **G02F 1/11**
H04B 10/02

(21) Application number: **2002149555**(22) Date of filing: **23.05.02**(71) Applicant: **FUJITSU LTD**

(72) Inventor: **NOGUCHI MASASHI**
NAKANO TAKASHI
UENO TOSHIHIRO
KANEDA YOSHIHIRO
MIYATA HIDEYUKI
KAI TAKETAKA

(54) **CONTROL CIRCUIT FOR ACOUSTO-OPTICAL TUNABLE FILTER**

(57) Abstract

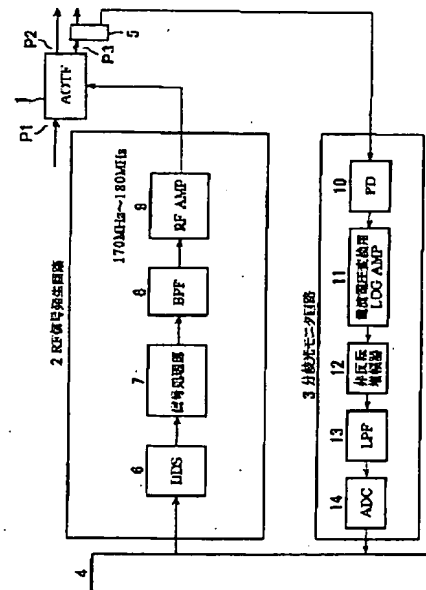
PROBLEM TO BE SOLVED: To speed up switching, to decrease a circuit scale, and to increase a dynamic range of a branching light monitor, relating to a control circuit for an acousto-optical tunable filter for dividing an optical signal of a selected wavelength.

SOLUTION: The control circuit comprises an RF signal generation circuit 2- for applying a high-frequency signal to AOTF 1, a branching light monitor circuit 3 for monitoring the optical signals branching from AOTF 1, and a signal processing circuit 4 for controlling the RF signal generation circuit 2; the RF signal generation circuit 2 is provided with a DDS 6 for generating a high-frequency signal of a frequency and an amplitude according to the setting information on the frequency, phase, and amplitude from the signal processing circuit, and a signal processing part 7 for multiplying the frequency of the high-frequency signal from the DDS 6; and the branching light monitor 3 is provided with a log amplifier 11 for current-voltage conversion for converting the current flowing through a photo diode 10 for inputting the branching light, and an A-D converter

14 for inputting the branching light monitoring signal to the signal processing circuit 4.

COPYRIGHT: (C)2004,JPO

本発明の第1の実施の形態の説明図



(11)特許出願公開番号

特開2003-344817

(P2003-344817A)

(43)公開日 平成15年12月3日(2003.12.3)

(51) Int.Cl.?

識別記号

FI

テ-マコ-ト (参考)

G 0 2 F 1/11

502

G O 2 F 1/11

502

2H079

H 0 4 B 10/02

H 0 4 B 9/00

U 5K102

審査請求 未請求 請求項の数5 OL (全 17 頁)

(21)出願番号 特願2002-149555(P2002-149555)

(22) 出願日 平成14年5月23日(2002.5.23)

(出願人による申告) 国等の委託研究の成果に係る特許出願(平成13年通信・放送機構「フォトリックネットワークに関する光アクセス網高速広帯域通信技術の研究開発」委託研究、産業活力再生特別措置法第30条の適用を受けるもの)

(71)出願人 000005223

富士通株式会社

神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番
1号

(72)発明者 野口 雅司

神奈川県横浜市港北区新横浜2丁目3番9
号 富士通デジタル・テクノロジー株式会
社内

(74) 代理人 100105337

弁理士 眞鍋 潔 (外3名)

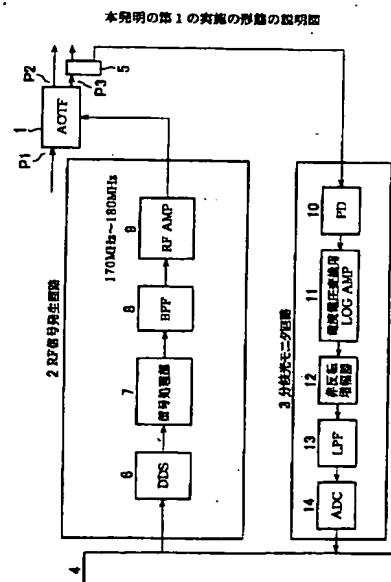
最終頁に続く

(54)【発明の名称】 音響光学チューナブルフィルタの制御回路

(57) 【要約】

【課題】 選択した波長の光信号を分岐する音響光学チューナブルフィルタの制御回路に関し、高速切替えと、回路規模の縮小と、分岐光モニタのダイナミックレンジの拡大とを図る。

【解決手段】 AOTF 1 に高周波信号を印加する RF 信号発生回路 2 と、AOTF 1 から分岐した光信号をモニタする分岐光モニタ回路 3 と、RF 信号発生回路 2 を制御する信号処理回路 4 とを含み、RF 信号発生回路 2 は、信号処理回路 4 からの周波数・位相・振幅設定情報に従った周波数で且つ振幅値の高周波信号を発生する DDS 6 と、この DDS 6 から的高周波信号の周波数を過倍する信号処理部 7 とを備え、分岐光モニタ回路 3 は、分岐光を入力するホトダイオード 10 に流れる電流を電圧に変換する電流電圧変換用ログアンプ 11 と、信号処理回路 4 に分岐光モニタ信号を入力する AD 変換器 14 とを備えている。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 多重化された複数波長の光信号から所望の波長の光信号を分岐できる音響光学チューナブルフィルタの制御回路に於いて、

前記音響光学チューナブルフィルタに高周波信号を印加する高周波信号発生回路と、前記音響光学チューナブルフィルタから分岐した光信号をモニタする分岐光モニタ回路と、該モニタ回路のモニタ結果を反映して前記高周波信号発生回路を制御する信号処理回路とを含み、

前記高周波信号発生回路は、前記信号処理回路からの設定情報に従った周波数で且つ振幅値の高周波信号を発生する直接デジタルシンセサイザと、該直接デジタルシンセサイザからの高周波信号の周波数を通倍する信号処理部とを備えたことを特徴とする音響光学チューナブルフィルタの制御回路。

【請求項2】 前記高周波発生回路の前記直接デジタルシンセサイザは、前記信号処理回路からの設定情報に従ったサイン波信号とコサイン波信号とを出力する構成を有し、前記信号処理部は、前記サイン波信号とコサイン波信号とを乗算する乗算器を有することを特徴とする請求項1記載の音響光学チューナブルフィルタの制御回路。

【請求項3】 前記高周波発生回路は、前記信号処理回路からの設定情報に従ったサイン波又はコサイン波の信号を出力する直接デジタルシンセサイザと、該直接デジタルシンセサイザからの高周波信号を二乗演算して2通倍した周波数の高周波信号を出力する乗算器を含む信号処理部とを有することを特徴とする請求項1記載の音響光学チューナブルフィルタの制御回路。

【請求項4】 前記高周波発生回路は、前記信号処理回路から異なる設定情報に従った異なる周波数のサイン波又はコサイン波の信号を出力する複数の直接デジタルシンセサイザと、該複数の直接デジタルシンセサイザからの高周波信号をミキサーにより混合して、二乗演算する乗算器を有する信号処理部とを備えたことを特徴とする請求項1記載の音響光学チューナブルフィルタの制御回路。

【請求項5】 前記分岐光モニタ回路は、前記音響光学チューナブルフィルタの分岐光を入力するホトダイオードと、該ホトダイオードに流れる電流を電圧に変換する電流電圧変換用ログアンプと、該電流電圧変換用ログアンプの出力信号をデジタル信号に変換して前記信号処理回路に入力するAD変換器とを含む構成を有することを特徴とする請求項1記載の音響光学チューナブルフィルタの制御回路。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明は、波長分割多重 (Wavelength Division Multiplexing) (以下「WDM」と略称する) 方式に適

用して所望の波長の光信号を分離する為の音響光学チューナブルフィルタ (Acousto-Optic Tunable Filter) (以下「AOTF」と略称する) の制御回路に関する。

【0002】

【従来の技術】 大容量伝送システムとして、WDM方式が各種提案されている。又波長間隔を狭くして多重化するDWDM (Dense Wavelength Division Multiplexing) 方式も提案されている。このような方式により多重化された複数の波長の光信号の中の所望の波長の光信号を分離する為に、AOTFを適用することが各種提案されている。

【0003】 このAOTFは、例えば、図8に示す構成を有し、強誘電体結晶の一つの例えばニオブ酸リチウム (LiNbO_3) 基板100に、チタン (Ti) を拡散して、ポートP1、P4とポートP2、P3との間の2本の並行する部分の両端に交差部分を有する光導波路101、102を形成して、交差部分に導波路型の偏光ビームスプリッタ (Polarization Beam Splitter) (以下「PBS」と略称する) 103、104を形成し、光導波路101、102の並行部分上に金属膜の弾性表面波 (Surface Acoustic Wave) (以下「SAW」と略称する) を伝搬させるSAWガイド106を、光導波路101、102の並行部分に対して斜め方向に形成し、そのSAWガイド106に対して櫛波状電極 (Inter Digital Transducer) (以下「IDT」と略称する) 105を設け、このIDT105に、170~180MHz帯の高周波信号をRF信号発生回路109から印加して、SAWを発生させる。又107、108はSAWの吸収体である。

【0004】 ポートP1に、例えば、波長 λ_1 、 λ_2 、 λ_3 の光信号を入力して、RF信号発生回路109から170~180MHz帯の中の選択した特定の周波数の高周波信号をIDT105に印加し、SAWガイド106にSAWを伝搬させる。ポートP1に入力された光信号は、TEモードとTMモードとの偏波モードにより混成されており、PBS103によりTMモードとTEモードとに分かれて、それぞれ光導波路101、102を伝搬する。

【0005】 この光導波路101、102の並行部分に対してSAWガイド106にIDT105により発生されたSWAが伝搬して、光導波路101、102の並行部分の屈折率が音響光学効果により周期的に変化する。この屈折率の周期的な変化と相互作用を行う特定の波長の光信号の偏波モードが回転し、TEモードとTMモードとが入れ替わる。その回転量は、TEモードとTMモードとの光信号が、屈折率の変化と相互作用を行う作用長及び高周波信号のパワーに比例する。この場合の作用長は、IDT105とSAWガイド106とを挟むよう

に配置された吸収体107、108の間隔によって調整することができる。この作用長と高周波信号のパワーとを最適化することにより、光導波路101を伝搬する特定波長の光信号のTMモードはTEモードに変換され、光導波路102を伝搬する特定波長の光信号のTEモードはTMモードに変換される。

【0006】例えば、光導波路101を伝搬する波長 λ_1 の光信号のTMモードがTEモードに変換され、光導波路102を伝搬する波長 λ_1 の光信号のTEモードがTMモードに変換されて、ポートP2、P3側のPBS104に入力されると、光導波路101を伝搬したTMモードの光信号と、光導波路102を伝搬したTEモードの光信号とは、ポートP2から出力光として導出される。又光導波路101を伝搬中にTEモードに変換された光信号と、光導波路102を伝搬中にTMモードに変換された光信号とは、ポートP3から分岐光として導出される。従って、前述の波長 λ_1 の光信号が相互作用を受けた場合に、この波長 λ_1 の光信号が分岐光としてポートP3から導出され、波長 λ_2 、 λ_3 の光信号が出力光としてポートP2から導出される。この場合、RF信号発生回路109からの高周波信号の周波数を選択することにより、所望の波長の光信号を分岐光としてポートP3から導出することができる。

【0007】従って、図9の(A)に示すように、ポートa(図8のポートP1に相当)に波長 λ_1 、 λ_2 、 λ_3 の光信号を入力し、ポートb(図8のポートP3に相当)から特定波長、例えば、 λ_1 の波長の光信号を選択して導出する可変波長選択フィルタ装置を構成することができる。即ち、前述のRF信号発生部109からの高周波信号の周波数を選択することにより、所望の波長の光信号のみを選択して導出することができる。又選択光以外の光信号についてみると、特定波長の光信号を除いて導出するものであるから、例えば、図8のポートP2を用いると、可変波長選択阻止フィルタ装置を構成することができる。

【0008】又図9の(B)は、OADM装置の概要を示し、ポートa(図8のポートP1に相当)に波長 λ_1 、 λ_2 、 λ_3 の光信号を入力し、ポートc(図8のポートP3に相当)から、例えば、波長 λ_1 の光信号を分岐光として導出し、ポートdから波長 λ_4 の光信号を挿入光として入力し、ポートbから波長 λ_2 、 λ_3 、 λ_4 の光信号を出力光として導出することができる。例えば、図8のポートP2に光カプラを設けて、この光カプラに波長 λ_4 の光信号を入力し、ポートP2からの波長 λ_2 、 λ_3 の光波長に多重化して送出する構成とすることができる。

【0009】図10はOADM装置の説明図であり、110は信号処理回路、111は波長分岐用のAOTF、112はスペクトルモニタ用のAOTF、113、114、115は光カプラ、116、118はRF信号発生

回路、117、119は分岐光モニタ回路を示し、ポートa~dは、図9の(B)に於けるポートa~dに対応する構成を示し、又AOTF111、112は図8に示す構成を有し、P1、P2、P3は、図8に於けるポートP1、P2、P3に対応するものである。

【0010】ポートaに波長 λ_1 、 λ_2 、 λ_3 の光信号を入力すると、光カプラ113により2分岐して、AOTF111、112のポートP1に入力される。信号処理回路110は、RF信号発生回路118からAOTF112に加えるSAW発生用の170MHz~180MHz帯について周波数掃引制御を行い、ポートP3からの分岐光を、分岐光モニタ回路119に於いてモニタする。それにより、信号処理回路110は、高周波信号の周波数と、光信号の波長との対応を識別することができる。即ち、ポートaに入力された光信号のスペクトルモニタを行うことができる。

【0011】そして、信号処理回路110は、RF信号発生回路116を制御して、波長 λ_1 を分岐する為の高周波信号を発生させて、AOTF111にSAW発生用として加える。それにより、AOTF111のポートP3から波長 λ_2 の光信号が分岐され、光カプラ115により一部分岐されてポートcと分岐光モニタ回路117とに加えられる。信号処理回路110は、分岐光モニタ回路117により検出された波長 λ_1 の検出信号レベルが最大となるように、RF信号発生回路116からの高周波信号を制御する。

【0012】又ポートdから波長 λ_4 の光信号を入力し、AOTF111のポートP2からの波長 λ_2 、 λ_3 の光信号と、光カプラ114により合波してポートbから送出する。従って、波長 λ_1 の光信号をドロップし、波長 λ_4 の光信号をインサートするOADM装置を構成することができる。

【0013】図11は可変波長選択フィルタ装置の説明図であり、121は波長選択用のAOTF、122はRF信号発生回路、123は分岐光モニタ回路、124は信号処理回路、125は光カプラを示し、ポートa、bは図9の(A)のポートa、bに対応し、又AOTF121は、図8に示すAOTFの構成を有し、P1、P2、P3は、図8に於けるポートP1、P2、P3に対応するものである。

【0014】この可変波長選択フィルタ装置のポートaに、波長 λ_1 、 λ_2 、 λ_3 の光信号を入力し、ポートbから波長 λ_1 の光信号を出力する場合、先ず、信号処理回路124は、RF信号発生回路122を制御して、170MHzから180MHzの周波数掃引を行い、AOTF121のポートP3から出力される光信号を分岐光モニタ回路123によりモニタする。それにより、信号処理回路124は、波長 λ_1 、 λ_2 、 λ_3 と、高周波信号の周波数との対応付けを行い、波長 λ_1 をポートP3から導出する為の周波数を選択出力するようにRF信号

10

20

30

40

50

発生回路122を制御する。それにより、AOTF121のポートP3から波長 λ 3の光信号が分岐され、光カプラ125を介してポートbからフィルタリングされた波長 λ 3の光信号のみが分岐導出される。

【0015】図12は従来のAOTFの制御回路の説明図であり、131は波長分岐用のAOTF、P1~P3はポート、132はRF信号発生回路、133は分岐光モニタ回路、134は信号処理回路、135は光カプラ、136は直接デジタルシンセサイザ(Direct Digital Synthesizer、以下「DDS」と略称する)、137、139、141、145はローパスフィルタ(LPF)、138は位相比較器、140は電圧制御発振器(VCO; Voltage Controlled Oscillator)、142は可変減衰器(ATT; Attenuator)、143は高周波増幅器(RFAMP)、144は分周器、146はDA変換器(DAC; Digital/Analog Converter)を示す。

【0016】又150はホトダイオード(PD)、151は電流電圧変換用抵抗器、152は非反転増幅器、153はローパスフィルタ(LPF)、154はAD変換器(ADC)、155はMPU(マイクロプロセッサ)部、156はプログラム格納用等のリードオンリメモリ(ROM)、157はランダムアクセスメモリ(RAM)、158は設定情報等を記憶する為の読出専用のメモリ(EEPROM)を示す。

【0017】AOTF131は、周囲温度に対して特性変動が大きいもので、一般に1°Cの変化により、光波長の1グリッド分、即ち、100GHzシフトする特性を有するものである。従って、信号処理回路134は、分岐光モニタ回路133のモニタ出力信号を基に、RF信号発生回路132を制御して、所望の分岐光パワーが最大となるように、AOTF131に加える高周波信号の周波数を制御する。なお、RF信号発生回路132は、位相比較器138と、ローパスフィルタ139、145と、電圧制御発振器140と分周器144とを含む位相同期回路(PLL; Phase Locked Loop)を構成して、電圧制御発振器140の出力周波数を安定する。

【0018】この場合、信号処理回路134のMPU部155から、DDS136に高周波信号の周波数情報が設定され、又DA変換器146に高周波信号のパワー値が設定される。DDS136は内部のDA変換器によりアナログ信号として、例えば、2.125MHz~2.25MHzの信号を出力し、ローパスフィルタ137を介して位相比較器138に入力する。又電圧制御発振器140の出力周波数の170MHz~180MHzの信号を分周器144により80分の1に分周して、2.125MHz~2.25MHzの信号として位相比較器138に入力し、位相差に従った信号をローパスフィルタ

139を介して電圧制御発振器140の制御電圧とする。

【0019】又電圧制御発振器140の出力信号を、ローパスフィルタ141を介して可変減衰器142に入力し、MPU部155からの制御信号をDA変換器146によりアナログ信号に変換して、可変減衰器142を制御し、高周波増幅器143に入力する170MHz~180MHzの信号のレベルを制御し、高周波増幅器143により増幅した信号をAOTF131に入力する。

【0020】又分岐光モニタ回路133は、AOTF131のポートP3からの分岐光を光カプラ135を介してホトダイオード150に入力し、このホトダイオード150に接続した電流電圧変換用抵抗器151によりホトダイオード150に流れる電流を電圧に変換し、演算増幅器により構成された非反転増幅器152により増幅し、ローパスフィルタ153を介してAD変換器154に入力し、デジタル信号に変換して、信号処理回路134のMPU部155に入力し、MPU部155は、分岐光のレベルが最大となるように各部を制御する。

【0021】図13は従来のDDSの動作説明図であり、161は位相演算器、162はサイン波/振幅コンバータ、163はDA変換器(DAC)、164は周波数・位相プログラムレジスタ、165はデータ入力レジスタを示す。基準クロック信号が位相演算器161とDA変換器163とに入力され、シリアル同期信号と、シリアルクロック信号と、シリアルデータ信号とが、図12に於けるMPU部155からデータ入力レジスタ165に周波数設定情報として入力される。

【0022】このデータ入力レジスタ165から周波数・位相プログラムレジスタ164を介して位相演算器161に位相情報が入力される。位相演算器161は、基準クロック信号に従った基準時間毎に位相情報をサイン波/振幅コンバータ162に入力する。この位相情報は、0~2 π として示すもので、この位相情報に従ってサイン波/振幅コンバータ162は、サイン波ルックアップテーブルにより、サイン波の振幅データに変換し、DA変換器163に入力してアナログ信号のサイン波信号として出力する。図13に於いて、0~2 π の位相情報と、±の極性のサイン波信号とをアナログ波形として示している。

【0023】又図12に於けるホトダイオード150に流れる電流(μ A)と、電流電圧変換用抵抗器151により変換した電圧(mV)とを、縦軸を対数目盛りとし、横軸を周波数(MHz)として図14に一例を示す。なお、説明の便宜上、電流電圧変換用抵抗器151により、 μ A \rightarrow mVの変換、例えば、100 μ Aを100mVに変換する場合を示す。又AOTF131に加える高周波信号の周波数175.1MHzにより波長 λ 1の光信号を分岐し、周波数175.2MHzにより波長 λ 2の光信号を分岐し、周波数175.3MHzにより

波長 λ_3 の光信号を分岐する場合を示す。

【0024】このような電流電圧変換用抵抗器151により変換された電圧を、非反転増幅器152により増幅し、ローパスフィルタ153を介してAD変換器154に入力される電圧を、ADC入力電圧として図15に示す。この場合、ADC入力電圧は、波長 λ_1 、 λ_2 、 λ_3 対応のピーク値を4Vとして示し、このアナログ値で示す電圧をデジタル値に変換して信号処理回路134のMPU部155に入力し、MPU部155に於いては、AOTF131に入力する高周波信号の周波数に対応した変化量 Δ に基にピーク点の波長 λ_1 、 λ_2 、 λ_3 を識別し、所望の分岐光が得られる周波数を選択制御することができる。

【0025】

【発明が解決しようとする課題】AOTFは、環境温度による特性変動が大きく、例えば、1°Cの環境温度変化に対して、約0.8nmの波長シフトが生じる。このような波長シフト量でも、高密度WDMに於いては、隣接波長との波長間隔を超える場合が生じる。そこで、AOTFの環境温度を一定になるように制御する手段が適用されている。又AOTFに加える高周波信号の周波数を、所望の分岐光が得られるように制御する手段が前述のように知られている。例えば、図12に示すように、分岐光モニタ回路133により分岐光をモニタし、その分岐光の検出レベルが最大となるように、MPU部155からDDS136を制御して、AOTF131に加える高周波信号の周波数を制御する手段が知られており、又電圧制御発振器140と位相比較器138とを含むPLL回路構成により周波数の安定化を図る手段が適用されている。

【0026】しかし、PLL回路構成に於けるロッキングは約1ms程度の時間を要するものであるから、環境温度の変化に対して高速で追従制御することが困難である。又異なる波長の分岐光を得るように高周波信号の周波数の切替えを行う場合も、単にDDS136の制御のみでは、PLL回路構成を含むことにより、所望の分岐光が得られるまでに要する時間を短縮することが困難であった。

【0027】又AOTFに加える高周波信号のパワー制御の為に、例えば、図12に於いては、可変減衰器142を設けて、MPU部155により制御するもので、この可変減衰器142により回路規模の縮小化が容易でない問題があった。

【0028】又図12に於ける分岐光モニタ回路133に於いて、ホトダイオード150に入力される分岐光の波長 λ_1 、 λ_2 、 λ_3 のそれぞれに対応して、ホトダイオード150に流れる電流(μA)が相違し、その電流(μA)と電流電圧変換用抵抗器151による電圧(mV)とが、図16に示す場合が多いものである。

【0029】このような特性の場合に、非反転増幅器1

52により増幅し、ローパスフィルタ153を介してAD変換器154に入力される電圧、即ち、ADC入力電圧(V)と、分岐光の波長 λ_1 、 λ_2 、 λ_3 との関係は、図17に示すものとなる。そして、MPU部155に於いては、図15に示す場合と同様に、変化量 Δ を基に所望の波長の分岐光を識別することになるが、図17に示す場合は、波長 λ_1 、 λ_2 、 λ_3 対応にピーク値が相違するから、変化量としては Δ_1 、 Δ_2 、 Δ_3 を使用することになり、波長 λ_3 の分岐光については、レベルが非常に低いことにより、識別することが不可能となる問題がある。

【0030】本発明は、高周波信号の周波数の制御の高速化を図り、又回路規模の縮小化を図り、又分岐光波長の識別の為にダイナミックレンジの拡大を図ることを目的とする。

【0031】

【課題を解決するための手段】本発明の音響光学チューナブルフィルタ(AOTF)の制御回路は、図1を参照して説明すると、AOTF1に高周波信号を印加する高周波信号発生回路(RF信号発生回路)2と、AOTF1から分岐した光信号をモニタする分岐光モニタ回路3と、このモニタ回路3によるモニタ結果を反映して高周波信号発生回路2を制御する信号処理回路4とを含み、高周波信号発生回路2は、信号処理回路4からの設定情報に従った周波数で且つ振幅値の高周波信号を発生する直接デジタルシンセサイザー(DDS6)と、このDDS6からの高周波信号の周波数を逡倍する信号処理部7とを備えている。

【0032】又高周波発生回路2のDDS6は、信号処理回路4からの周波数、位相、振幅等の設定情報に従ったサイン波信号とコサイン波信号とを出力する構成を有し、信号処理部6は、サイン波信号とコサイン波信号とを乗算する乗算器を備えることができる。又高周波発生回路2は、信号処理回路4からの周波数・位相・振幅設定情報に従ったサイン波又はコサイン波の信号を出力するDDS6と、このDDS6からの高周波信号を二乗演算して2逡倍した周波数の高周波信号を出力する乗算器を含む信号処理部7とを備えることができる。

【0033】又高周波発生回路2は、信号処理回路4から異なる周波数、位相、振幅等の設定情報に従った異なる周波数のサイン波又はコサイン波の信号を出力する複数の直接デジタルシンセサイザーと、複数の直接デジタルシンセサイザーからの高周波信号をミキサーにより混合して、二乗演算する乗算器を有する信号処理部とを含む構成とすることができる。又分岐光モニタ回路3は、AOTF1の分岐光を入力するホトダイオード10と、このホトダイオード10に流れる電流を電圧に変換する電流電圧変換用ログアンプ11と、この電流電圧変換用ログアンプの出力信号をデジタル信号に変換して信号処理回路4に入力するAD変換器14とを含む構成

を有するものである。

【0034】

【発明の実施の形態】図1は本発明の第1の実施の形態の説明図であり、1はAOTF、P1～P3はポート、2はRF信号発生回路、3は分岐光モニタ回路、4は信号処理回路、5は光カプラ、6はDDS、7は信号処理部、8はバンドパスフィルタ(BPF)、9は高周波増幅器(RFAMP)、10はホトダイオード(PD)、11は電流電圧変換用ログアンプ(LOG AMP)、12は非反転増幅器、13はローパスフィルタ(LPF)、14はAD変換器(ADC)を示す。

【0035】AOTF1は、例えば、図8に示す構成を有し、その中のポートP1、P2、P3を示し、ポートP1に波長多重化された光信号を入力し、ポートP3から所望の波長の光信号を分岐し、ポートP2から分岐光以外の光信号を送出するもので、ポートP3からの分岐光を、光カプラ5により一部分岐して、分岐光モニタ回路3のホトダイオード10に入力する。

【0036】又RF信号発生回路2は、信号処理回路4から設定情報をDDS6に加えることにより、その設定情報に従った周波数で且つ振幅の高周波信号を発生してAOTF1に加えるもので、DDS6と信号処理部7とバンドパスフィルタ8と高周波増幅器9とを含む構成を有するものである。又DDS6は、例えば、サイン波とコサイン波との信号を出力し、信号処理部7は、サイン波とコサイン波との信号を乗算して所望の周波数のサイン波の信号を出力し、バンドパスフィルタ8により不要帯域成分を除去し、高周波増幅器9により増幅してAOTF1に加える。従って、電圧制御発振器と位相比較器とを含むPLL回路構成を含まないので、周波数切替えを高速化することができる。又DDS6から振幅制御された高周波信号を出力することができるから、従来例に於ける可変減衰器を省略することができる。

【0037】又分岐光モニタ回路3は、分岐光のレベルに対応してホトダイオード10に流れる電流を、電流電圧変換用ログアンプ11により電圧に変換し、非反転増幅器12により増幅し、ローパスフィルタ13により高域成分を除去して、AD変換器14によりデジタル信号に変換し、信号処理回路4に分岐光モニタ信号として入力する。電流電圧変換用ログアンプ11は、ホトダイオード10に流れる電流をログ特性に従って電圧に変換するものである。それによって、分岐光パワーに対するダイナミックレンジを拡大することができる。

【0038】又信号処理回路4は、例えば、図12に示す信号処理回路と同様に、メモリやMPU部を含む構成を有し、例えば、分岐光モニタ回路3からの分岐光モニタ信号に従って、AOTF1に加える高周波信号の周波数制御を行う処理機能を含むものである。

【0039】図2は本発明の第2の実施の形態の説明図であり、図1と同一符号は同一部分を示し、21はDD

22、23はバンドパスフィルタ(BPF)、24、25は高周波増幅器(RFAMP)、26は乗算器、27はバンドパスフィルタ(BPF)、28は高周波増幅器(RFAMP)、31はMPU部、32はプログラム格納用等のリードオンリメモリ(ROM)、33はランダムアクセスメモリ(RAM)、34は設定情報等を記憶する為の読出専用のメモリ(EEPROM)を示す。

【0040】RF信号発生回路2のDDS21は、図1のDDS6の機能に対応し、バンドパスフィルタ22、23と高周波増幅器24、25と乗算器26とが、図1の信号処理部7の機能に対応する。そして、DDS21は、周波数85MHz～90MHzのサイン波とコサイン波との信号を出力する構成を有し、バンドパスフィルタ22、23により不要波成分を除去し、高周波増幅器24、25により増幅して乗算器26に inputs。この乗算器26は、 $X(\text{サイン波}) \times Y(\text{コサイン波}) = W$ の乗算結果の170MHz～180MHzのサイン波の信号を出力するもので、バンドパスフィルタ27により不要波成分を除去し、高周波増幅器28により増幅し、AOTF1に入力する。

【0041】DDSは、直接的に170MHz～180MHz帯の信号を発生する構成とすることが実際上困難であるが、85MHz～90MHz帯の信号を発生することは容易である。そして、サイン波の85MHz～90MHzの信号と、コサイン波の85MHz～90MHzの信号とを乗算器26により乗算することにより、170MHz～180MHzの高周波信号を容易に生成することができる。又AOTF1に加える高周波信号の周波数を切替える場合、PLL回路構成を含まないので、信号処理回路4からDDS21を制御して、サイン波とコサイン波との信号周波数を切替えることにより、迅速に所望の周波数に切替えることができる。従って、環境温度変化に対しても高速に追従して分岐光を最大レベルで分岐できるように制御することができ、又波長の異なる分岐光を選択する場合も、迅速に選択することができる。このような高速動作特性から、周波数掃引も高速化することができる。

【0042】図3は図2に於けるDDS21の説明図であり、40はレファレンスクロック乗算器、41は位相演算器、42はサイン波/振幅コンバータ、43はコサイン波/振幅シコンバータ、44、45はデジタル乗算器、46、47はDA変換器(DAC)、48は周波数・位相・振幅プログラムレジスタ、49はデータ入力レジスタを示す。

【0043】信号処理回路4のMPU部31から、RF信号発生回路2のDDS21に、周波数・位相・振幅設定情報が入力されるもので、その周波数・位相・振幅設定情報は、DDS21のデータ入力レジスタ49に、ライトタイミング信号と、パラレルアドレス信号と、パラ

レルデータ信号として入力される。そして、周波数・位相・振幅プログラムレジスタ48から、周波数についての位相設定情報は位相演算器41に、振幅設定情報はディジタル乗算器44、45にそれぞれ入力される。

【0044】又レファレンスクロック乗算器40は、外部からのレファレンスクロック信号を基に、内部の基準クロック信号を生成し、その基準クロック信号を、位相演算器41と、ディジタル乗算器44、45と、DA変換器46、47とに加える。位相演算器41は、基準クロック信号による基準時間毎に、 $0 \sim \pi$ の位相情報をサイン波/振幅コンバータ42とコサイン波/振幅コンバータ43とに入力する。サイン波/振幅コンバータ42に於いては、サイン波ルックアップテーブルにより振幅データに変換し、コサイン波/振幅コンバータ43に於いては、コサイン波ルックアップテーブルにより振幅データに変換する。即ち、 $0 \sim \pi$ の位相情報に従って、アナログ波形で示しているが、±の極性のサイン波のディジタル信号と、コサイン波のディジタル信号とが出力される。

【0045】ディジタル乗算器44に於いては、サイン波のディジタル信号と、振幅設定情報に従った振幅値とを乗算し、同様に、ディジタル乗算器45に於いては、コサイン波のディジタル信号と、振幅設定情報に従った振幅値とを乗算する。従って、可変減衰器を設けることなく、所望の振幅値に制御することができる。そして、AD変換器46、47によりそれぞれアナログ信号のサイン波信号と、コサイン波信号とを出力する。

【0046】このDDSに於ける周波数の切替えは、信号処理回路4のMPU部31から、RF信号発生回路2のDDS21のデータ入力レジスタ49に設定するパラレルデータ信号による周波数についての位相設定情報を位相演算器41に入力することにより行うことができる。従って、AOTF1に入力する高周波信号の周波数の切替えは、PLL回路を含まないので、迅速に行うことができる。この周波数切替えに要する時間は、例えば、 $1 \mu s$ 程度とすることができるから、従来例に比較して、約1000倍程度の高速化を図ることができる。

【0047】図4は分岐光モニタ回路3の電流電圧変換用ログアンプ11の動作の一例を示すもので、AOTF1に入力する高周波信号の周波数175.1MHzにより波長 $\lambda 1$ の光信号を分岐し、周波数175.2MHzにより波長 $\lambda 2$ の光信号を分岐し、周波数175.3MHzにより波長 $\lambda 3$ の光信号を分岐し、それぞれの波長 $\lambda 1$ 、 $\lambda 2$ 、 $\lambda 3$ 対応のホトダイオード10に流れる電流が、例えば、図16に示すように、対数目盛り軸上で表される差を有する場合、電流電圧変換用ログアンプ11により、図4に示すように変換される。この場合、波長 $\lambda 1$ は1.2Vのピーク値、波長 $\lambda 2$ は1.12Vのピーク値、波長 $\lambda 3$ は0.8Vのピーク値となる場合を示す。

【0048】そして、非反転増幅器12により増幅し、ローパスフィルタ13により不要の高域成分を除去し、AD変換器14によりディジタル信号に変換して、信号処理回路4のMPU部31に入力する。その時の電圧を縦軸とすると、図5に示すものとなり、同一の変化量 Δ により波長 $\lambda 1$ 、 $\lambda 2$ 、 $\lambda 3$ の分岐光の識別が可能となる。即ち、分岐光パワーのダイナミックレンジを拡大することができる。

【0049】図6は本発明の第3の実施の形態の説明図であり、図1及び図2と同一符号は同一部分を示し、51はDDS、52はバンドパスフィルタ、53は高周波増幅器(RFAMP)、54は乗算器、55はバンドパスフィルタ(BPF)、56は高周波増幅器(RFAMP)を示す。

【0050】この実施の形態の分岐光モニタ回路3と信号処理回路4とは、図1及び図2に示す実施の形態と同様であるが、RF信号発生回路2のDDS51は、85MHz \sim 90MHzのサイン波又はコサイン波の信号を出力する構成を有するものであり、このサイン波又はコサイン波の信号をバンドパスフィルタ52により不要波成分を除去し、高周波増幅器53により増幅し、乗算器54により、サイン波又はコサイン波の信号の二乗演算を行うことにより、周波数を2通倍する。即ち、乗算結果の170MHz \sim 180MHzの信号をバンドパスフィルタ55を介して高周波増幅器56に入力し、増幅出力をAOTF1に入力する。この実施の形態に於いても、前述の各実施の形態と同様に、DDS51による周波数切替えの高速化が可能である。

【0051】図7は本発明の第4の実施の形態の説明図であり、図1、図2及び図6と同一符号は同一部分を示し、61-1、61-2はDDS、62-1、62-2はバンドパスフィルタ(BPF)、63-1、63-2は高周波増幅器(RFAMP)、64は乗算器、65はバンドパスフィルタ(BPF)、66は高周波増幅器(RFAMP)67はミキサー(MIX)を示す。

【0052】この実施の形態は、AOTF1のポートP3から二つの異なる波長の光信号を分岐光として分岐出力する場合を示すもので、一方のDDS61-1と他方のDDS61-2とに対して、信号処理回路4のMPU部31からそれぞれの分岐光の波長に対応した周波数・位相・振幅設定情報を加えることにより、それぞれ異なる周波数のサイン波又はコサイン波の高周波信号を出力する。即ち、85MHz \sim 90MHzの帯域内の設定された周波数の高周波信号を出力し、バンドパスフィルタ62-1、62-2により不要帯域成分を除去し、高周波増幅器63-1、63-2により増幅し、ミキサー67に入力して混合する。

【0053】このミキサー67により混合された2周波数の高周波信号は、乗算器64により二乗演算されて、周波数は2通倍され、170MHz \sim 180MHz帯の

高周波信号となる。この2通倍された高周波信号は、バンドパスフィルタ65により不要帯域成分を除去し、高周波増幅器66により増幅して、AOTF1に入力される。この場合の高周波信号は、異なる周波数を含むので、AOTF1のポートP3から異なる波長の光信号が分岐される。

【0054】又分岐光モニタ回路3に於いては、2波長の分岐光がホトダイオード10に入力されてモニタすることになり、信号処理回路4のMPU部31は、2波長の分岐光の合成パワーが最大となるように、DDS61-1, 61-2を制御することになる。

【0055】図7に於いては、2波長の光信号を分岐する場合を示すが、更に多数の波長の光信号を、AOTF1のポートP3から分岐する構成とすることも可能である。その場合は、DDSとバンドパスフィルタと高周波増幅器との系列を複数設けて、信号処理回路4のMPU部31からそれぞれ分岐光の波長に対応した周波数・位相・振幅設定情報を、各系統のDDSに加える。そして、各DDSからの異なる周波数の高周波信号を、バンドパスフィルタと高周波増幅器とを介してミキサー67により混合し、乗算器64により二乗演算することにより、高周波信号の周波数を2通倍して、170MHz～180MHz帯域の高周波信号として、AOTF1に加える構成とすることもできる。

【0056】本発明は、前述の各実施の形態のみに限定されるものではなく、種々付加変更することが可能であり、又図10に示すOADM装置や図11に示す可変波長選択フィルタ装置等に適用することができる。又AOTF1に加える高周波信号を高速に切替えることができるから、波長多重光信号の光スペクトルモニタ装置に適用することができる。

【0057】(付記1) 多重化された複数波長の光信号から所望の波長の光信号を分岐できる音響光学チューナブルフィルタの制御回路に於いて、前記音響光学チューナブルフィルタに高周波信号を印加する高周波信号発生回路と、前記音響光学チューナブルフィルタから分岐した光信号をモニタする分岐光モニタ回路と、該モニタ回路のモニタ結果を反映して前記高周波信号発生回路を制御する信号処理回路とを含み、前記高周波信号発生回路は、前記信号処理回路からの設定情報に従った周波数で且つ振幅値の高周波信号を発生する直接デジタルシンセサイザと、該直接デジタルシンセサイザからの高周波信号の周波数を通倍する信号処理部とを備えたことを特徴とする音響光学チューナブルフィルタの制御回路。

(付記2) 前記高周波発生回路の前記直接デジタルシンセサイザは、前記信号処理回路からの設定情報に従ったサイン波信号とコサイン波信号とを出力する構成を有し、前記信号処理部は、前記サイン波信号とコサイン波信号とを乗算する乗算器を有することを特徴とする付記1記載の音響光学チューナブルフィルタの制御回路。

(付記3) 前記高周波発生回路の前記直接デジタルシンセサイザは、前記信号処理回路からの設定情報の周波数・位相設定情報に従った位相情報を出力する位相演算器と、該位相演算器からの位相情報に従ったサイン波信号及びコサイン波信号を出力するサイン波/振幅コンバータ及びコサイン波/振幅コンバータと、前記サイン波信号及びコサイン波信号に前記振幅設定情報に従った振幅値を乗算するデジタル乗算器と、該デジタル乗算器の出力信号をアナログ信号に変換するDA変換器とを有することを特徴とする付記2記載の音響光学チューナブルフィルタの制御回路。

【0058】(付記4) 前記高周波発生回路は、前記信号処理回路からの周波数・位相・振幅設定情報に従ったサイン波又はコサイン波の信号を出力する直接デジタルシンセサイザと、該直接デジタルシンセサイザからの高周波信号を二乗演算して2通倍した周波数の高周波信号を出力する乗算器を含む信号処理部とを有することを特徴とする付記1記載の音響光学チューナブルフィルタの制御回路。

(付記5) 前記高周波発生回路は、前記信号処理回路から異なる幅設定情報に従った異なる周波数のサイン波又はコサイン波の信号を出力する複数の直接デジタルシンセサイザと、該複数の直接デジタルシンセサイザからの高周波信号をミキサーにより混合して二乗演算する乗算器を有する信号処理部とを備えたことを特徴とする付記1記載の音響光学チューナブルフィルタの制御回路。

(付記6) 前記分岐光モニタ回路は、前記音響光学チューナブルフィルタの分岐光を入力するホトダイオードと、該ホトダイオードに流れる電流を電圧に変換する電流電圧変換用ログアンプと、該電流電圧変換用ログアンプの出力信号をデジタル信号に変換して前記信号処理回路に入力するAD変換器とを含む構成を有することを特徴とする請求項1記載の音響光学チューナブルフィルタの制御回路。

【0059】(付記7) 音響光学チューナブルフィルタに高周波信号を印加する高周波信号発生回路と、前記音響光学チューナブルフィルタから分岐した光信号をモニタする分岐光モニタ回路と、前記高周波信号発生回路を制御する信号処理回路とを含み、前記高周波信号発生回路は、前記信号処理回路からの周波数・位相・振幅設定情報に従った周波数で且つ振幅値の高周波信号を発生する直接デジタルシンセサイザと、該直接デジタルシンセサイザからの高周波信号の周波数を通倍する信号処理部とを備えた音響光学チューナブルフィルタの制御回路を有し、前記音響光学チューナブルフィルタの分岐光を選択光とした可変波長選択フィルタ装置。

(付記8) 音響光学チューナブルフィルタに高周波信号を印加する高周波信号発生回路と、前記音響光学チューナブルフィルタから分岐した光信号をモニタする分岐光モニ

タ回路と、前記高周波信号発生回路を制御する信号処理回路とを含み、前記高周波信号発生回路は、前記信号処理回路からの周波数・位相・振幅設定情報に従った周波数で且つ振幅値の高周波信号を発生する直接デジタルシンセサイザと、該直接デジタルシンセサイザからの高周波信号の周波数を通倍する信号処理部とを備えた音響光学チューナブルフィルタの制御回路を有し、前記音響光学チューナブルフィルタの分岐光を選択し、且つ出力光に挿入光を合波する構成を有することを特徴とする光信号分岐挿入装置。

(付記9) 音響光学チューナブルフィルタに高周波信号を印加する高周波信号発生回路と、前記音響光学チューナブルフィルタから分岐した光信号をモニタする分岐光モニタ回路と、前記高周波信号発生回路を制御する信号処理回路とを含み、前記高周波信号発生回路は、前記信号処理回路からの周波数・位相・振幅設定情報に従った周波数で且つ振幅値の高周波信号を発生する直接デジタルシンセサイザと、該直接デジタルシンセサイザからの高周波信号の周波数を通倍する信号処理部とを備えた音響光学チューナブルフィルタの制御回路を有し、前記高周波信号を掃引して前記音響光学チューナブルフィルタに入力される光信号をモニタする光スペクトルモニタ装置。

【0060】

【発明の効果】以上説明したように、本発明は、AOTF1に高周波信号を印加する高周波信号発生回路2と、分岐光モニタ回路3と、信号処理回路4とを含み、高周波信号発生回路2は、DDS6と信号処理部7とを含み、DDS6に、信号処理回路4から周波数、位相、振幅等を設定する設定情報を加えることにより、高周波信号を発生させ、信号処理部7に於いて乗算器により周波数を2通倍して、例えば、所望の170MHz～180MHzの高周波信号として、AOTF1に入力するもので、従来例のようなPLL回路を含まないので、環境温度変化等に対応した周波数の追従制御特性が向上し、又分岐光を選択的に切替える場合の高周波信号の切替えを高速化することができる。又高周波信号のパワー制御の為に可変減衰器を省略できるから、回路規模の縮小化を図ることができる。又分岐光モニタ回路3に、電流電圧変換用ログアンプ11を設けたことにより、信号処理回

路4に於ける分岐光の識別の為にダイナミックレンジを拡大することができる。従って、比較的広い波長帯域の波長多重光信号に対するモニタが容易となる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の第1の実施の形態の説明図である。

【図2】本発明の第2の実施の形態の説明図である。

【図3】DDSの説明図である。

【図4】電流電圧変換用ログアンプの動作説明図である。

10 【図5】分岐光の識別の説明図である。

【図6】本発明の第3の実施の形態の説明図である。

【図7】本発明の第4の実施の形態の説明図である。

【図8】AOTFの説明図である。

【図9】AOTFの応用装置の概要説明図である。

【図10】OADM装置の説明図である。

【図11】可変波長選択フィルタ装置の説明図である。

【図12】従来のAOTFの制御回路の説明図である。

【図13】従来のDDSの動作説明図である。

20 【図14】ホトダイオードの電流及び変換した電圧の説明図である。

【図15】分岐光の識別の説明図である。

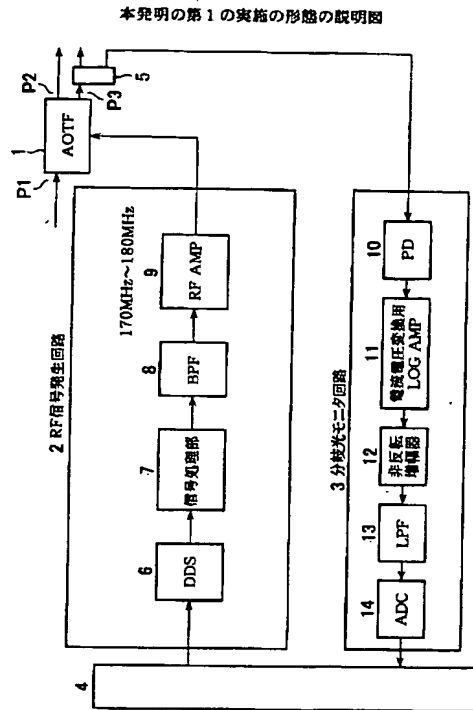
【図16】ホトダイオードの電流及び変換した電圧の説明図である。

【図17】分岐光の識別の説明図である。

【符号の説明】

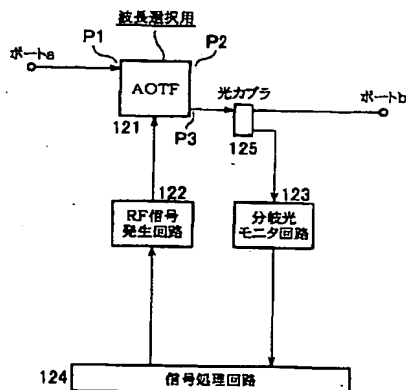
- 1 音響光学チューナブルフィルタ (AOTF)
- 2 RF信号発生回路
- 3 分岐光モニタ回路
- 4 信号処理回路
- 30 5 光カプラ
- 6 直接デジタルシンセサイザ (DDS)
- 7 信号処理部
- 8 バンドパスフィルタ (BPF)
- 9 高周波増幅器 (RFAMP)
- 10 ホトダイオード (PD)
- 11 電流電圧変換用ログアンプ (LOGAMP)
- 12 非反転増幅器
- 13 ローパスフィルタ (LPF)
- 40 14 AD変換器 (ADC)

【図1】

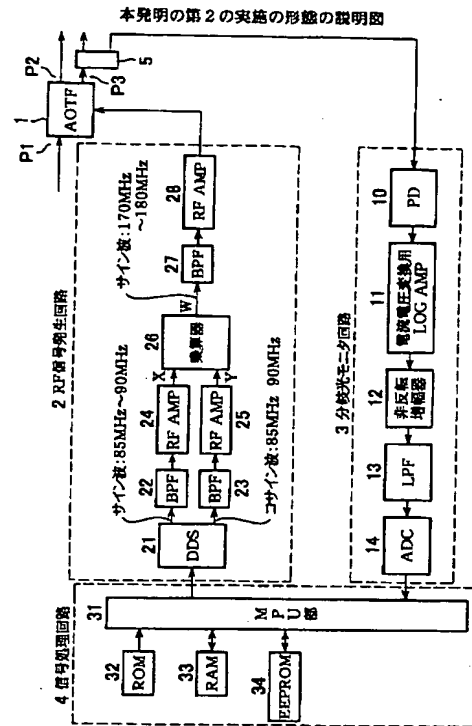


【図11】

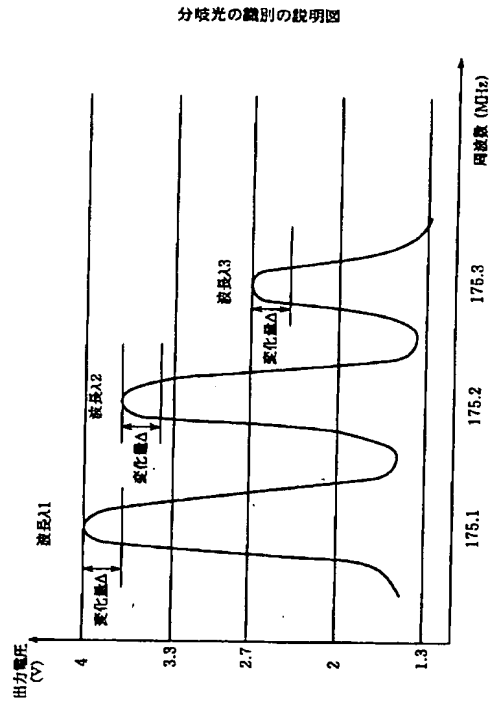
可変波長選択フィルタ装置の説明図



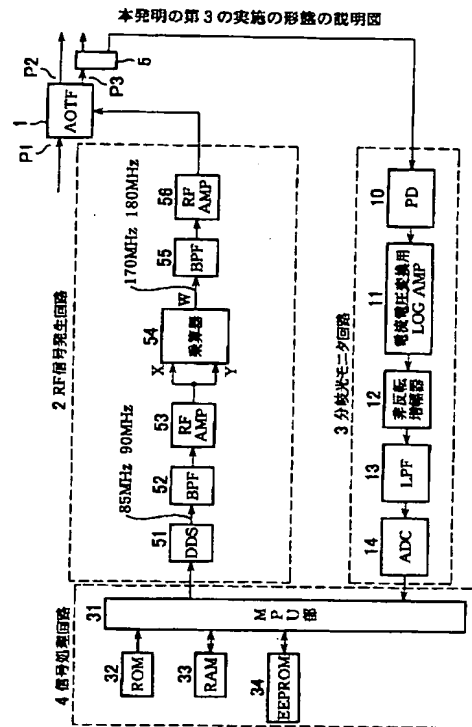
【図2】



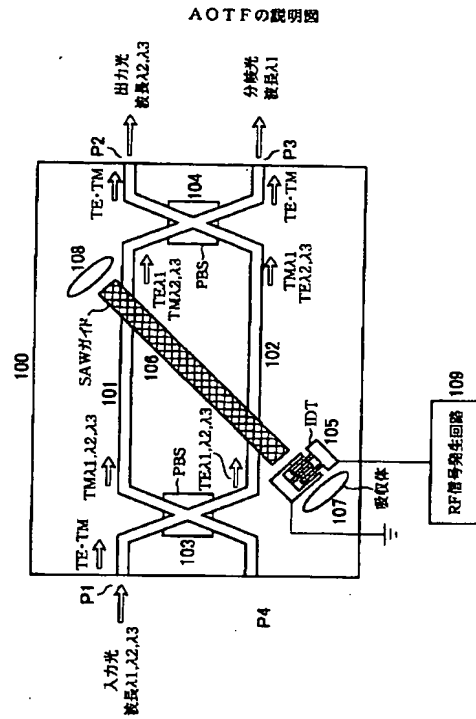
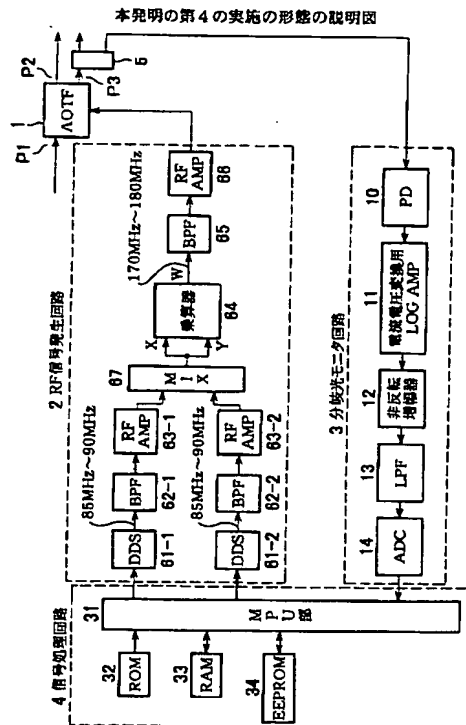
【図5】



【図6】

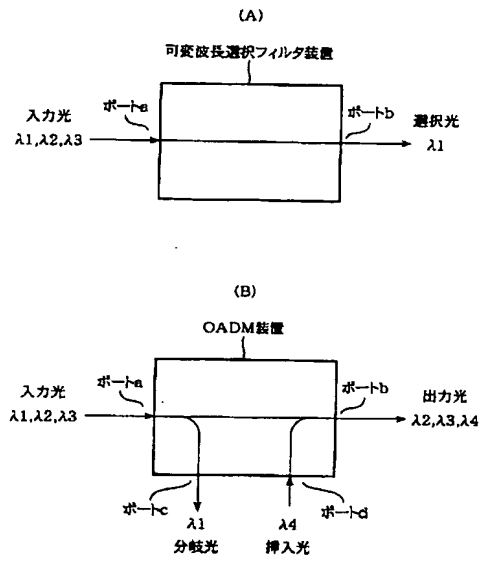


【図 8】



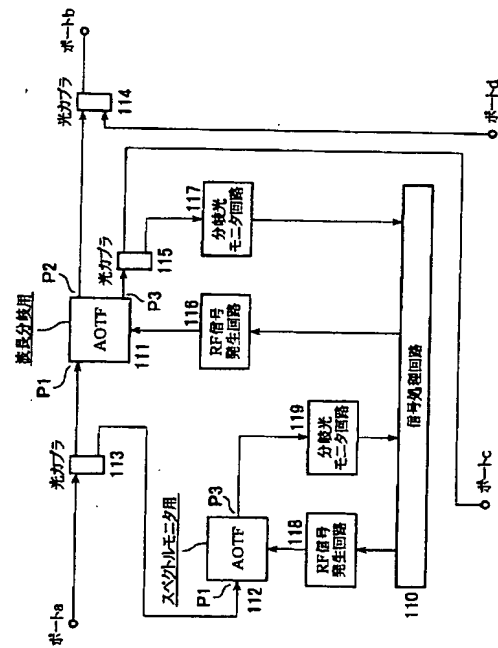
【図9】

AOTFの応用装置の概要説明図



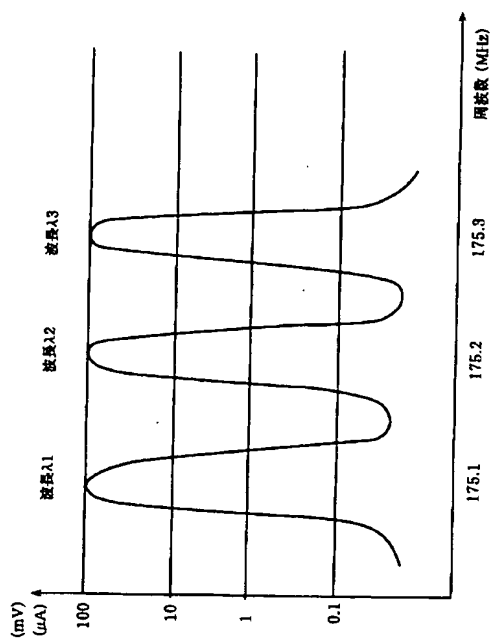
【図10】

OADM装置の説明図



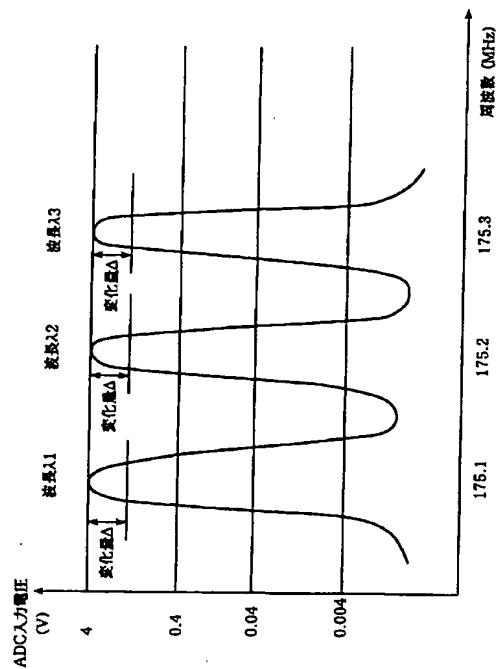
【図14】

ホトダイオードの電流及び変換した電圧の説明図



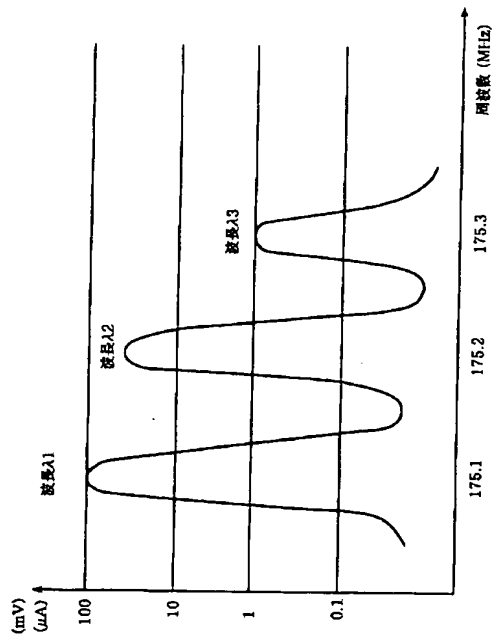
【図15】

分岐光の識別の説明図



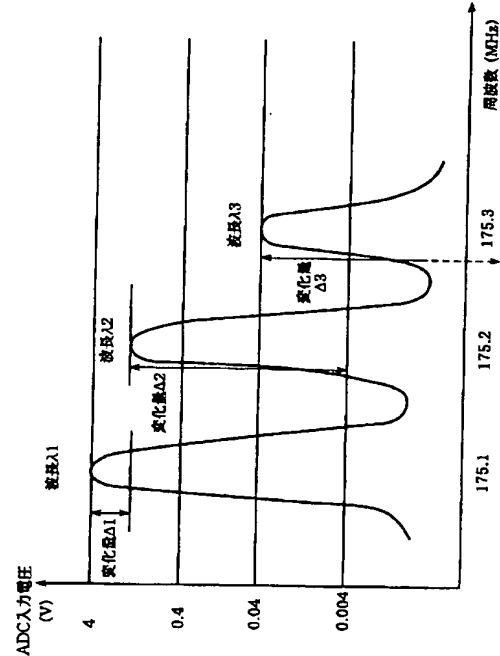
【図16】

ホトダイオードの電流及び変換した電圧の説明図



【図17】

分岐光の識別の説明図



フロントページの続き

(72)発明者 中野 隆志
神奈川県横浜市港北区新横浜2丁目3番9
号 富士通デジタル・テクノロジー株式会
社内
(72)発明者 上野 智弘
神奈川県横浜市港北区新横浜2丁目3番9
号 富士通デジタル・テクノロジー株式会
社内
(72)発明者 金田 至弘
神奈川県横浜市港北区新横浜2丁目3番9
号 富士通デジタル・テクノロジー株式会
社内

(72)発明者 宮田 英之
神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番
1号 富士通株式会社内
(72)発明者 甲斐 雄高
神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番
1号 富士通株式会社内
Fターム(参考) 2H079 AA04 AA12 BA02 CA05 CA07
DA03 EA05 EB23 FA03 FA04
KA06
5K102 AA68 AD01 MB10 MC21 MD01
MH13 MH22 PC07